

PATENT APPLICATION

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re the Application of:

TAKAHASHI, et al.

Group Art Unit: Unknown

Application No.: Unknown

Examiner: Unknown

Filed: July 14, 2003

Attorney Dkt. No.: 101175-00032

For: APPARATUS FOR CONTROLLING BRUSHLESS MOTOR

CLAIM FOR PRIORITY

Commissioner for Patents

P.O. Box 1450

Alexandria, VA 22313-1450

Date: July 14, 2003

Sir:

The benefit of the filing date(s) of the following prior foreign application(s) in the following foreign country is hereby requested for the above-identified patent application and the priority provided in 35 U.S.C. §119 is hereby claimed:

Foreign Application No. 2002-205691, dated July 15, 2002, in Japan.

In support of this claim, certified copy of said original foreign application is filed herewith.

It is requested that the file of this application be marked to indicate that the requirements of 35 U.S.C. §119 have been fulfilled and that the Patent and Trademark Office kindly acknowledge receipt of these/this document.

Please charge any fee deficiency or credit any overpayment with respect to this paper to Deposit Account No. 01-2300.

Respectfully submitted,



Charles M. Marmelstein
Registration No.

Customer No. 004372

ARENT FOX KINTNER PLOTKIN & KAHN, PLLC

1050 Connecticut Avenue, N.W.,

Suite 400

Washington, D.C. 20036-5339

Tel: (202) 857-6000

Fax: (202) 638-4810

CMM/cam

日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日

Date of Application: 2002年 7月15日

出願番号

Application Number: 特願2002-205691

[ST.10/C]:

[JP2002-205691]

出願人

Applicant(s): 本田技研工業株式会社

2003年 4月25日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

太田信一郎



出証番号 出証特2003-3031004

【書類名】 特許願

【整理番号】 PSA61381HT

【提出日】 平成14年 7月15日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H02P 21/00

【発明者】

【住所又は居所】 埼玉県和光市中央1丁目4番1号 株式会社本田技術研究所内

【氏名】 高橋 豊

【発明者】

【住所又は居所】 埼玉県和光市中央1丁目4番1号 株式会社本田技術研究所内

【氏名】 今井 信幸

【特許出願人】

【識別番号】 000005326

【氏名又は名称】 本田技研工業株式会社

【代理人】

【識別番号】 100077805

【弁理士】

【氏名又は名称】 佐藤 辰彦

【選任した代理人】

【識別番号】 100077665

【弁理士】

【氏名又は名称】 千葉 剛宏

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 015174

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9711295

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】

DCブラシレスモータの制御装置

【特許請求の範囲】

【請求項1】

突極型のDCブラシレスモータの3相の電機子に駆動電圧を印加する電圧印加手段と、該駆動電圧に高周波電圧を重畠する高周波重畠手段と、該3相の電機子のうちの第1相の電機子に流れる電流を検出する第1電流検出手段と、該3相の電機子のうちの第2相の電機子に流れる電流を検出する第2電流検出手段と、

前記高周波重畠手段により前記駆動電圧に前記高周波電圧が重畠されたときに前記第1電流検出手段により検出される第1電流値及び前記第2電流検出手段により検出される第2電流値と、前記高周波電圧に応じた高周波成分とを用いて、前記モータのロータ角度の2倍角の正弦値に応じた正弦参照値と該2倍角の余弦値に応じた余弦参照値とを抽出する参考値抽出手段と、

前記正弦参照値と前記余弦参照値とを用いて前記モータのロータ角度を算出するロータ角度算出手段と、

前記モータを該モータのロータの磁東方向であるq軸上にあるq軸電機子と、q軸と直交するd軸上にあるd軸電機子とを有する等価回路に変換して扱い、前記ロータ角度算出手段により算出された前記モータのロータ角度と前記第1電流値と前記第2電流値とに基づいて、該q軸電機子に流れるq軸検出電流と該d軸電機子に流れるd軸検出電流とを算出する3相/d/q変換手段と、

前記q軸検出電流と所定のq軸指令電流との差に応じたq軸電流偏差と、前記d軸検出電流と所定のd軸指令電流との差に応じたd軸電流偏差を解消するよう前記駆動電圧を決定する電流制御手段と、

前記q軸指令電流を所定の磁極検出電流に設定したときに前記参考値抽出手段により抽出される前記正弦参照値と前記余弦参照値に応じて、所定の演算処理により算出された磁極参照値に基づいて、前記モータのロータの磁極の向きを検出する磁極検出処理を実行する磁極検出手段とを備えたDCブラシレスモータの制御装置において、

前記電流制御手段は、前記磁極検出処理の非実行時は、前記 q 軸検出電流と前記 q 軸指令電流との差に比例積分処理を施して前記 q 軸電流偏差を算出すると共に、前記 d 軸検出電流と前記 d 軸指令電流との差に比例積分処理を施して前記 d 軸電流偏差を算出し、前記磁極検出処理の実行時には、前記 q 軸検出電流と前記 q 軸指令電流との差に比例処理のみを施して前記 q 軸電流偏差を算出すると共に、前記 d 軸検出電流と前記 d 軸指令電流との差に比例処理のみを施して前記 d 軸電流偏差を算出することを特徴とする DC ブラシレスモータの制御装置。

【請求項 2】

前記磁極検出手段は、前記磁極検出電流として第 1 の磁極検出電流と該第 1 の磁極検出電流と逆向きの第 2 の磁極検出電流とを設定し、

該第 1 の磁極検出電流を設定したときに前記参照値抽出手段により抽出される前記正弦参照値と前記余弦参照値とに応じて前記演算処理により算出された第 1 の磁極参照値と、該第 2 の磁極検出電流を設定したときに前記参照値抽出手段により抽出される前記正弦参照値と前記余弦参照値とに応じて前記演算処理により算出された第 2 の磁極参照値との差に基づいて、前記モータのロータの磁極の向きを検出することを特徴とする請求項 1 記載の DC ブラシレスモータの制御装置。

【請求項 3】

前記参照値抽出手段は、次式（1）と（2）により前記正弦参照値と前記余弦参照値を抽出することを特徴とする請求項 1 記載の DC ブラシレスモータの制御装置。

【数 1】

$$V_s = \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \left\{ \cos 2\omega t \cos (\omega t + \frac{2}{3}\pi) \cdot I_u - \cos 2\omega t \cos \omega t \cdot I_w \right\} dt \quad \dots \dots \dots \quad (1)$$

【数 2】

$$V_c = - \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \left\{ \sin 2\omega t \cos (\omega t + \frac{2}{3}\pi) \cdot I_u - \sin 2\omega t \cos \omega t \cdot I_w \right\} dt \quad \dots \dots \dots \quad (2)$$

但し、上記式（1）～（2）において、V_s：前記正弦参照値、V_c：前記余弦参照値、I_u：前記第 1 電流値、I_w：前記第 2 電流値、ω：前記高周波電圧

の角速度。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、突極型のDCブラシレスモータのロータ角度を位置検出センサを用いることなく検出し、該ロータ角度に基づいて該モータの電機子電流を制御するDCブラシレスモータの制御装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

DCブラシレスモータを駆動して所望のトルクを得るためには、磁極を有するロータの電気角（以下、ロータ角度という）に対応した適切な位相で電機子に電圧を印加する必要がある。そして、ロータ角度を検出する位置検出センサを省いてDCブラシレスモータとモータ制御装置のコストダウンを図るべく、位置検出センサを用いずにロータ角度を検出する種々の方法が提案されている。

【0003】

本願発明者らも、先の出願（特願2001-288303）において、位置検出センサを用いずにロータ角度を検出するロータ角度検出装置を提案している。かかるロータ角度検出装置においては、突極型のDCブラシレスモータの3相の電機子に印加する駆動電圧に高周波電圧を重畠したときに、該3相の電子機のうちの第1相に流れる電流の検出値及び第2相に流れる電流の検出値と、該高周波電圧に応じた高周波成分とを用いて、該モータのロータ角度の2倍角の正弦値に応じた正弦参照値と該2倍角の余弦値に応じた余弦参照値とを算出する。そして、前記正弦参照値と前記余弦参照値とを用いてDCブラシレスモータのロータ角度を算出している。

【0004】

しかし、前記正弦参照値と前記余弦参照値とを用いてロータ角度を検出する場合、検出されるロータ角度の周期は180度となる。そのため、ロータ角度を360度の範囲で検出するためには、モータの回転開始時にロータの磁極の向きを検出する必要がある。

【0005】

そして、ロータの磁極の向きの検出時間が長くなると、それに応じてモータの始動が遅れるという不都合がある。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】

本発明は、上記不都合を解消し、ロータの磁極の向きの検出時間を短縮することができるDCブラシレスモータの制御装置を提供することを目的とする。

【0007】

【課題を解決するための手段】

本発明は上記目的を達成するためになされたものであり、突極型のDCブラシレスモータの3相の電機子に駆動電圧を印加する電圧印加手段と、該駆動電圧に高周波電圧を重畠する高周波重畠手段と、該3相の電機子のうちの第1相の電機子に流れる電流を検出する第1電流検出手段と、該3相の電機子のうちの第2相の電機子に流れる電流を検出する第2電流検出手段と、前記高周波重畠手段により前記駆動電圧に前記高周波電圧が重畠されたときに前記第1電流検出手段により検出される第1電流値及び前記第2電流検出手段により検出される第2電流値と、前記高周波電圧に応じた高周波成分とを用いて、前記モータのロータ角度の2倍角の正弦値に応じた正弦参照値と該2倍角の余弦値に応じた余弦参照値とを抽出する参考値抽出手段とを備える。

【0008】

そして、前記正弦参照値と前記余弦参照値とを用いて前記モータのロータ角度を算出するロータ角度算出手段と、前記モータを該モータのロータの磁束方向であるq軸上にあるq軸電機子と、q軸と直交するd軸上にあるd軸電機子とを有する等価回路に変換して扱い、前記ロータ角度算出手段により算出された前記モータのロータ角度と前記第1電流値と前記第2電流値とに基づいて、該q軸電機子に流れるq軸検出電流と該d軸電機子に流れるd軸検出電流とを算出する3相/dq変換手段と、前記q軸検出電流と所定のq軸指令電流との差に応じたq軸電流偏差と、前記d軸検出電流と所定のd軸指令電流との差に応じたd軸電流偏差を解消するように、前記駆動電圧を決定する電流制御手段と、前記q軸指令電

流を所定の磁極検出電流に設定したときに前記参照値抽出手段により抽出される前記正弦参照値と前記余弦参照値とに応じて、所定の演算処理により算出された磁極参照値に基づいて、前記モータのロータの磁極の向きを検出する磁極検出処理を実行する磁極検出手段とを備えたDCブラシレスモータの制御装置の改良に関する。

【0009】

そして、前記電流制御手段は、前記磁極検出処理の非実行時は、前記q軸検出電流と前記q軸指令電流との差に比例積分処理を施して前記q軸電流偏差を算出すると共に、前記d軸検出電流と前記d軸指令電流との差に比例積分処理を施して前記d軸電流偏差を算出し、前記磁極検出処理の実行時には、前記q軸検出電流と前記q軸指令電流との差に比例処理のみを施して前記q軸電流偏差を算出すると共に、前記d軸検出電流と前記d軸指令電流との差に比例処理のみを施して前記d軸電流偏差を算出することを特徴とする。

【0010】

かかる本発明によれば、前記電流制御手段は、前記磁極検出処理の実行時は、前記q軸検出電流と前記q軸指令電流との差に比例処理のみを施して前記q軸電流偏差を算出すると共に、前記d軸検出電流と前記d軸指令電流との差に比例処理のみを施して前記d軸電流偏差を算出する。そのため、前記q軸指令電流を前記磁極検出電流に設定したときに、積分処理による遅延を生じることなく該磁極検出電流がq軸電機子に流れるように前記電流制御手段によりq軸電機子に流れ電流が制御される。

【0011】

この場合、前記q軸指令電流を前記磁極検出電流に設定してから、該磁極検出電流に応じた電流が前記第1電流検出手段と前記第2電流検出手段によって検出されるまでの時間が短くなるため、前記磁極検出電流に応じた前記正弦参照値及び前記余弦参照値と、該正弦参照値及び該余弦参照値に応じて算出される前記磁極参照値が得られるまでの時間も短くなる。

【0012】

したがって、前記磁極検出処理により前記磁極参照値に基づいて前記モータの

ロータの磁極の向きを検出するために要する時間を短縮することができる。

【0013】

また、前記磁極検出手段は、前記磁極検出電流として第1の磁極検出電流と該第1の磁極検出電流と逆向きの第2の磁極検出電流とを設定し、該第1の磁極検出電流を設定したときに前記参照値抽出手段により抽出される前記正弦参照値と前記余弦参照値とに応じて前記演算処理により算出された第1の磁極参照値と、該第2の磁極検出電流を設定したときに前記参照値抽出手段により抽出される前記正弦参照値と前記余弦参照値とに応じて前記演算処理により算出された第2の磁極参照値との差に基づいて、前記モータのロータの磁極の向きを検出することを特徴とする。

【0014】

かかる本発明によれば、詳細は後述するが、前記磁極検出電流として前記第1の磁極検出電流を設定したときに算出される前記第1の磁極参照値と、前記磁極検出電流として前記第2の磁極検出電流を設定したときに算出される前記第2の磁極参照値との差の符号は、前記ロータの磁極の向きに応じて反転する。そのため、前記磁極検出手段は、前記第1の磁極参照値と前記第2の磁極参照値の差に基づいて、前記モータのロータの磁極の向きを検出することができる。

【0015】

また、前記参照値抽出手段は、次式(3)と(4)により前記正弦参照値と前記余弦参照値を抽出したことを特徴とする。

【0016】

【数3】

$$V_s = \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \left\{ \cos 2\omega t \cos (\omega t + \frac{2}{3}\pi) \cdot I_u - \cos 2\omega t \cos \omega t \cdot I_w \right\} dt \quad \dots \dots \dots \quad (3)$$

【0017】

【数4】

$$V_c = - \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \left\{ \sin 2\omega t \cos (\omega t + \frac{2}{3}\pi) \cdot I_u - \sin 2\omega t \cos \omega t \cdot I_w \right\} dt \quad \dots \dots \quad (4)$$

但し、上記式(3)～(4)において、V_s：前記正弦参照値、V_c：前記余

弦参照値、 I_u ：前記第1電流値、 I_w ：前記第2電流値、 ω ：前記高周波電圧の角速度。

【0018】

かかる本発明によれば、前記参照値抽出手段は、上記式(3)、(4)により、前記第1電流値(I_u)と前記第2電流値(I_w)と前記高周波電圧の角速度(ω)から、前記正弦参照値(V_s)と前記余弦参照値(V_c)を算出することができる。そして、前記ロータ角度算出手段は、前記正弦参照値(V_s)と前記余弦参照値(V_c)を用いて前記モータのロータ角度を算出することができ、前記磁極検出手段は、前記正弦参照値(V_s)と前記余弦参照値(V_c)とに応じて算出された前記磁極参照値に基づいて前記モータのロータの磁極の向きを検出することができる。

【0019】

【発明の実施の形態】

本発明の実施の形態の一例について図1～図6を参照して説明する。図1はDCブラシレスモータの構成図、図2は図1に示したDCブラシレスモータの作動を制御するモータコントローラの制御ブロック図、図3、図4はロータの磁極判別処理の説明図、図5はロータの初期位置を検出する手順を示したフロー図、図6はP I(比例積分)処理部の構成図である。

【0020】

図2に示したモータコントローラ10(本発明のDCブラシレスモータの制御装置に相当する)は、図1に示した突極型のDCブラシレスモータ1の電機子3、4、5に流れる電流をフィードバック制御するものであり、DCブラシレスモータ1(以下、モータ1という)を、ロータ2の界磁極の磁束方向であるq軸上にあるq軸電機子と該q軸と直交するd軸上にあるd軸電機子とを有するdq座標系による等価回路に変換して扱う。

【0021】

そして、モータコントローラ10は、外部から与えられるd軸電機子に流れる電流(以下、d軸電流という)の指令値であるd軸指令電流 I_d_c とq軸電機子に流れる電流(以下、q軸電流という)の指令値であるq軸指令電流 I_q_c

とが、実際にモータ1の3相の電機子に流れる電流の検出値から3相／d q変換により算出したd軸検出電流I_d_sとq軸検出電流I_q_sとに、それぞれ一致するように、モータ1の3相の電機子に印加する電圧を制御する。

【0022】

モータコントローラ10は、d軸電機子に印加する電圧（以下、d軸電圧という）の指令値であるV_d_cとq軸電機子に印加する電圧（以下、q軸電圧という）の指令値であるV_q_cとを、モータ1のU、V、Wの3相の電機子に印加する電圧の指令値であるV_U_c、V_V_c、V_W_cに変換するd q／3相変換部20、d q／3相変換部20から出力されるV_U_c、V_V_c、V_W_cに、それぞれ高周波電圧v_u、v_v、v_wを重畠する高周波重畠部21（本発明の高周波重畠手段に相当する）、及び該高周波電圧が重畠されたV_U_c、V_V_c、V_W_cに応じた駆動電圧V_U、V_V、V_Wをモータ1のU、V、Wの各相の電機子にそれぞれ印加するパワードライブユニット22（本発明の電圧印加手段に相当する）を備える。

【0023】

さらに、モータコントローラ10は、モータ1のU相（本発明の第1相に相当する）の電機子に流れる電流を検出するU相電流センサ23（本発明の第1電流検出手段に相当する）、モータ1のW相（本発明の第2相に相当する）の電機子に流れる電流を検出するW相電流センサ24（本発明の第2電流検出手段に相当する）、U相電流センサ23の検出電流値I_u_sとW相電流センサ24の検出電流値I_w_sとを用いてモータ1のロータ角度θ（図1参照）を検出する角度検出部25、I_u_sとI_w_sとを用いてI_d_sとI_q_sとを算出する3相／d q変換部26（本発明の3相／d q変換手段に相当する）、及びd軸とq軸間で干渉し合う速度起電力の影響を打消す処理を行なう非干渉演算部27を備える。

【0024】

モータコントローラ10は、第1減算器28によりd軸指令電流I_d_cからd軸検出電流I_d_sを減算し、その減算結果に第1のP I演算部29でP I（比例積分）処理を施したd軸電流偏差に第1加算器30で非干渉成分を加算して

、該d軸電流偏差に応じたd軸電圧の指令値V_{d_c}を生成する。

【0025】

また、モータコントローラ10は、同様にして、第2減算器31によりq軸指令電流I_{q_c}からq軸検出電流I_{q_s}を減算し、その減算結果に第2のPI演算部32でPI（比例積分）処理を施したq軸電流偏差に第2加算器33で非干渉成分を加算して、該q軸電流偏差に応じたq軸電圧の指令値V_{q_c}を生成する。

【0026】

そして、d軸電圧の指令値V_{d_c}とq軸電圧の指令値V_{q_c}とがd_q/3相変換部20に入力される。これにより、パワードライブユニット22を介して、d軸指令電流I_{d_c}とd軸参照電流I_{d_r}との偏差（d軸電流偏差）、及びq軸指令電流I_{q_c}とq軸参照電流I_{q_r}との偏差（q軸電流偏差）を解消するように、モータ1の電機子に3相電圧VU、VV、VWが印加され、モータ1の電機子に流れる電流が制御される。

【0027】

なお、第1減算器28、第2減算器31、第1のPI演算部29、第2のPI演算部32、d_q/3相変換部20、及びパワードライブユニット22により、本発明の電流制御手段が構成される。

【0028】

ここで、3相/d_q変換部26は、U相電流センサ23の検出電流値I_{u_s}と、W相電流センサ24の検出電流値I_{w_s}と、モータ1のロータ角度θからd軸検出電流I_{d_s}とq軸検出電流I_{q_s}とを、以下の式（5）と式（6）から算出するため、モータコントローラ10はロータ角度θを検出する必要がある。

【0029】

【数5】

$$id = \sqrt{2} \left\{ Iu \cdot \sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) - Iw \cdot \sin\theta \right\} \quad \dots\dots\dots (5)$$

【0030】

【数6】

$$iq = \sqrt{2} \left\{ i_u \cdot \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) - i_w \cdot \cos\theta \right\} \quad \dots\dots\dots (6)$$

そして、モータコントローラ10は、レゾルバ等の位置検出センサを用いずに、 $d q / 3$ 相変換部20から出力されるU, V, W相に印加する電圧の指令値V_{U_c}, V_{V_c}, V_{W_c}に対して、高周波重畠部21から出力される高周波電圧v_u, v_v, v_w（以下の式（7）で表される）をそれぞれ重畠することによってロータ角度θを検出する。

【0031】

【数7】

$$\begin{bmatrix} vu \\ vv \\ vw \end{bmatrix} = \omega \begin{bmatrix} \sin \omega t \\ \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \\ \sin(\omega t - \frac{4}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (7)$$

すなわち、第3加算器34でV_{U_c}にv_uを加算し、第4加算器35でV_{V_c}にv_vを加算し、第5加算器36でV_{W_c}にv_wを加算する。そして、角度検出部25は、高周波電圧v_u, v_v, v_wを重畠したときに、U相電流センサ23により検出される電流値I_{u_s}とW相電流センサ24により検出される電流値I_{w_s}とを用いて、ロータ角度θを検出する。なお、角度検出部25は、本発明の参照値抽出手段とロータ角度算出手段と磁極検出手段の機能を含む。

【0032】

角度検出部25は、上述した式（5）と式（6）のI_uとI_wに、U相電流センサ23により検出された電流値I_{u_s}とW相電流センサ24により検出された電流値I_{w_s}をそれぞれ代入し、式（5）と式（6）のωに高周波重畠部21により重畠された上記式（7）の高周波電圧v_u, v_v, v_wの角速度ωを代入して、以下の式（8）と式（9）に示したように、ロータ角度θの2倍角の正弦参照値V_sと余弦参照値V_cとを算出する。

【0033】

【数8】

$$\begin{aligned}
 V_s &= \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \left\{ \cos 2\omega t \cos (\omega t + \frac{2}{3}\pi) \cdot I_u - \cos 2\omega t \cos \omega t \cdot I_w \right\} dt \\
 &= -K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{2} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \cos 2\omega t \sin (2\omega t - 2\theta) dt \\
 &\quad + \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \left[\cos 2\omega t \cdot \cos (\omega t + \frac{2}{3}\pi) \cdot I_{udc} - \cos 2\omega t \cdot \cos \omega t \cdot I_{wdc} \right] dt \\
 &= -K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{2} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \left[\frac{\sin 4\omega t}{2} \cos 2\theta - \frac{1+\cos 4\omega t}{2} \sin 2\theta \right] dt \\
 &\quad + \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \left[\frac{\cos (3\omega t + \frac{2}{3}\pi) + \cos (\omega t - \frac{2}{3}\pi)}{2} I_{udc} - \frac{\cos 3\omega t + \cos \omega t}{2} I_{wdc} \right] dt \\
 &= \frac{2\pi}{\omega} K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{4} \sin 2\theta
 \end{aligned} \tag{8}$$

【0034】

【数9】

$$\begin{aligned}
 V_c &= \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \left\{ \cos 2\omega t \cos (\omega t + \frac{2}{3}\pi) \cdot I_u - \sin 2\omega t \cos \omega t \cdot I_w \right\} dt \\
 &= K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{2} \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \sin 2\omega t \sin (2\omega t - 2\theta) dt \\
 &\quad + \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \left[\sin 2\omega t \cdot \cos (\omega t + \frac{2}{3}\pi) \cdot I_{udc} - \sin 2\omega t \cdot \cos \omega t \cdot I_{wdc} \right] dt \\
 &= K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{2} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \left[\frac{1-\cos 4\omega t}{2} \cos 2\theta - \frac{\sin 4\omega t}{2} \sin 2\theta \right] dt \\
 &\quad + \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \left[\frac{\sin (3\omega t + \frac{2}{3}\pi) + \sin (\omega t - \frac{2}{3}\pi)}{2} I_{udc} - \frac{\sin 3\omega t + \sin \omega t}{2} I_{wdc} \right] dt \\
 &= \frac{2\pi}{\omega} K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{4} \cos 2\theta
 \end{aligned} \tag{9}$$

但し、 I_{udc} : U相の電機子に流れる電流の直流成分、 I_{wdc} : W相の電機子に流れる電流の直流成分。

【0035】

なお、式(8)と式(9)における ωt についての \sin , \cos 成分が本発明の重畠した高周波電圧に応じた高周波成分に該当する。また、式(8)と式(9)における演算ゲインKは、以下の式(10)で示した形となる。

【0036】

【数10】

$$K = \frac{1}{2(\iota - m) \cdot \iota - \Delta \iota^2 \left(\frac{3}{2} + 3\cos \frac{2}{3}\pi \right)} \quad \dots \dots \dots \quad (10)$$

但し、 ι ：モータ1の各相の自己インダクタンスの直流分、 $\Delta \iota$ ：1の変動分
 m ：各相間の相互インダクタンスの直流分。

【0037】

なお、上記式(8)と式(9)では、積分期間を $0 \sim 2\pi/\omega$ として、 I_u と
 I_w の直流成分(I_{udc} , I_{wdc})に関する積分値が0になるようにしたが、 I_u
と I_w が直流成分を含まず、以下の式(11), (12)の形で表される場合には、
以下の式(13), (14)に示したように、積分期間を $0 \sim \pi/\omega$ としても正弦参照値 V_s と余弦参照値 V_c を算出することができる。

【0038】

【数11】

$$I_u = K \left[-(\iota - m) \cos \omega t - \frac{3\Delta \iota}{2} \cos (2\theta - \omega t) \right] \quad \dots \dots \dots \quad (11)$$

【0039】

【数12】

$$I_w = K \left[-(\iota - m) \cos (\omega t + \frac{2}{3}\pi) - \frac{3\Delta \iota}{2} \cos (2\theta - \omega t + \frac{2}{3}\pi) \right] \quad \dots \dots \dots \quad (12)$$

【0040】

【数13】

$$\begin{aligned}
 V_s &= \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \left\{ \cos 2\omega t \cos \left(\omega t + \frac{2}{3}\pi \right) \cdot I_u - \cos 2\omega t \cos \omega t \cdot I_w \right\} dt \\
 &= -K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{2} \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \cos 2\omega t \sin (2\omega t - 2\theta) dt \\
 &= -K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{2} \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \cos 2\omega t (\sin 2\omega t \cos 2\theta - \cos 2\omega t \sin 2\theta) dt \\
 &= -K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{2} \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \left[\frac{\sin 4\omega t}{2} \cos 2\theta - \frac{1+\cos 4\omega t}{2} \sin 2\theta \right] dt \\
 &= K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{4} \sin 2\theta
 \end{aligned} \quad \cdots \cdots \quad (13)$$

【0041】

【数14】

$$\begin{aligned}
 V_c &= - \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \left\{ \sin 2\omega t \cos \left(\omega t + \frac{2}{3}\pi \right) \cdot I_u - \sin 2\omega t \cos \omega t \cdot I_w \right\} dt \\
 &= K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{2} \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \sin 2\omega t \sin (2\omega t - 2\theta) dt \\
 &= K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{2} \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \sin 2\omega t (\sin 2\omega t \cos 2\theta - \cos 2\omega t \sin 2\theta) dt \\
 &= K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{2} \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \left[\frac{1-\cos 4\omega t}{2} \cos 2\theta - \frac{\sin 4\omega t}{2} \sin 2\theta \right] dt \\
 &= K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{4} \cos 2\theta
 \end{aligned} \quad \cdots \cdots \quad (14)$$

そして、上記式(8)と式(9)、または上記式(13)と式(14)から、以下の式(15)によりモータ1のロータ角度を算出することができる。

【0042】

【数15】

$$\theta = \frac{1}{2} \tan^{-1} \frac{V_s}{V_c} \quad \cdots \cdots \quad (15)$$

なお、 \tan^{-1} 関数は正弦参照値(V_s)及び余弦参照値(V_c)の変化に対する変動分が大きいため、上記式(15)によりモータ1のロータ角度を算出したときに、正弦参照値(V_s)と余弦参照値(V_c)の算出誤差の影響を受けロータ角度の検出誤差が大きくなる場合がある。

【0043】

そこで、角度検出部25は、最初のサンプリング時点においては上記式(15)によりモータ1のロータ角度を算出し、次のサンプリング時点以降においては、以下の式(16)の関係式から、ロータ角度の推定値 $\hat{\theta}$ と実際値 θ との位相差($\theta - \hat{\theta}$)に応じた位相差データとして以下の式(17)に示す $\Delta\theta$ を算出し、該位相差($\theta - \hat{\theta}$)を解消するように構成した以下の式(18)で表されるオブザーバによる追従演算によりロータ角度を算出する。

【0044】

この場合、高周波成分の大きさ($\sqrt{V_s^2 + V_c^2}$)の変動に伴うゲインの変動を抑制してロータ角度算出の安定性を高めることができる。

【0045】

【数16】

$$\begin{aligned} V_s \cdot \cos 2\hat{\theta} - V_c \cdot \sin 2\hat{\theta} &= \sqrt{V_s^2 + V_c^2} \sin (2\theta - 2\hat{\theta}) \\ &\approx \sqrt{V_s^2 + V_c^2} \cdot 2(\theta - \hat{\theta}) \quad ((\theta - \hat{\theta}) \approx 0 \text{ の場合}) \end{aligned} \quad \cdots \cdots \cdots \quad (16)$$

【0046】

【数17】

$$\begin{aligned} \Delta\theta = 2(\theta - \hat{\theta}) &\approx \sin (2\theta - 2\hat{\theta}) \\ &= \frac{V_s \cdot \cos 2\hat{\theta} - V_c \cdot \sin 2\hat{\theta}}{\sqrt{V_s^2 + V_c^2}} \end{aligned} \quad \cdots \cdots \cdots \quad (17)$$

【0047】

【数18】

$$\begin{bmatrix} \hat{\theta}(n+1) \\ \hat{\omega}(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \Delta t \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta}(n) \\ \hat{\omega}(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \end{bmatrix} \frac{2(\theta(n) - \hat{\theta}(n))}{\sqrt{V_s^2 + V_c^2}} \quad \cdots \cdots \cdots \quad (18)$$

但し、 $\theta(n)$ 、 $\theta'(n)$ 、 $\omega'(n)$ は、それぞれあるサンプリング時点 n におけるロータ角度 θ の実際値と推定値及びロータの角速度 ω の推定値であり、 $\theta'(n+1)$ 、 $\omega'(n+1)$ は、それぞれ n の次のサンプル時点 $n+1$ におけるロータ角度 θ の推定値とロータの角速度 ω の推定値である。また、 Δt はサンプリング時間であり、 K_1 、 K_2 は演算ゲインである。

【0048】

また、角度検出部25の演算能力が低く、上記式(17)の平方根演算に要する時間が問題となる場合は、以下の式(19)に示す近似を行ってもよい。

【0049】

【数19】

$$\Delta\theta = 2(\theta - \hat{\theta}) \approx \sin(2\theta - 2\hat{\theta})$$

$$= \begin{cases} \frac{Vs \cdot \cos 2\hat{\theta} - Vc \cdot \sin 2\hat{\theta}}{|Vs|} & (|Vs| > |Vc|) \\ \frac{Vs \cdot \cos 2\hat{\theta} - Vc \cdot \sin 2\hat{\theta}}{|Vc|} & (|Vc| > |Vs|) \end{cases} \quad \dots\dots (19)$$

なお、本実施の形態では、角度検出部25は、前記式(8), (9)において、時間に応じて変化する高周波成分に対して積分演算を行うことにより、ロータ角度 θ の2倍角の正弦参照値 V_s と余弦参照値 V_c を算出したが、ローパスフィルタを施して正弦参照値 V_s と余弦参照値 V_c を出力するように処理してもよい。

【0050】

次に、モータ1は突極性のあるDCブラシレスモータであり、そのロータ2のギャップのインダクタンスはロータ角度の1/2の周期で変動するため、電気角で $0 \sim 180^\circ$ 又は $180 \sim 360^\circ$ の範囲での角度演算が可能である。そのため、 $0 \sim 360^\circ$ の範囲でロータ角度を検出するためには、ロータ2の磁極の向きを検出する必要がある。

【0051】

ここで、q軸電機子に電流(I_q)を流してq軸方向(ロータ2の磁石の磁束方向)に磁界を生じさせると、図3に示したように、該電流により生じる磁界(B_s)の向きとロータ磁石により生じる磁界(B_m)の向きが同一である飽和状態では、 $\Delta 1$ (U, V, Wの各相の自己インダクタンスの直流分1の変動分)が大きくなり、トータルした磁界(B_t)の磁束密度が高くなる。

【0052】

一方、q軸電流子に流した電流により生じる磁界(B_s)の向きとロータ磁石により生じる磁界(B_m)の向きが異なる非飽和状態では、 $\Delta 1$ が小さくなり、

トータルした磁界 (B_t) の磁束密度が低くなる。

【0053】

そのため、 ΔA の値により変化する正弦参照値 V_s と余弦参照値 V_c (上記式(8), (9)により算出される) から以下の式(20) (本発明の所定の演算処理に相当する) により算出した磁極参照値 A の値は、ロータ2が飽和状態にあるときと非飽和状態にあるときとで相違する。

【0054】

【数20】

$$A = \sqrt{V_s^2 + V_c^2} \quad \dots\dots\dots (20)$$

そこで、角度検出部25は、高周波重畠部21により高周波電圧 v_u , v_v , v_w を重畠すると共に q 軸電機子に所定方向の第1の磁極検出電流を流した状態におけるW相電流センサ24とU相電流センサ23の検出電流値から、上記式(8), (9)により正弦参照値 V_s と余弦参照値 V_c とを算出し、該正弦参照値 V_s と該余弦参照値 V_c から上記式(20)により算出した磁極参照値 A を第1の磁極参照値 A_1 とする。

【0055】

また、角度検出部25は、高周波重畠部21により高周波電圧 v_u , v_v , v_w を重畠すると共に q 軸電機子に前記第1の磁極検出電流と逆向きの第2の磁極検出電流を流した状態におけるW相電流センサ24とU相電流センサ23の検出電流値から、上記式(8), (9)により正弦参照値 V_s と余弦参照値 V_c とを算出し、該正弦参照値 V_s と該余弦参照値 V_c から上記式(20)により算出した磁極参照値 A を第2の磁極参照値 A_2 とする。

【0056】

そして、前記第1の磁極参照値 A_1 と前記第2の磁極参照値 A_2 の差 ΔA ($\Delta A = A_1 - A_2$) は、図4に示したように変化する。図4はモータ1のロータ角度を変更して算出した前記 ΔA の値をロータ角度の検出値 R と重ねてプロットしたグラフであり、ロータ角度が 360° の時点と 180° の時点で ΔA の符号が反転している。そのため、角度検出部25は、 ΔA の符号からロータ2の磁極の向きを検出することができる。

【0057】

図5は、以上説明したモータ1のロータ角度とロータ2の磁極の向きの検出処理の実行手順を時系列的に示したフロー図である。以下、図5を参照して、角度検出部25によるモータ1のロータ角度とロータ2の磁極の向きの具体的な検出手順について説明する。

【0058】

角度検出部25は、時刻 t_0 でモータ1の運転開始が指示されると、高周波重畠部21による高周波 v_u, v_v, v_w の重畠を開始する。そして、角度検出部25は、最初のサンプリング時点で上記式(15)によりモータ1のロータ角度を検出し($t_0 \sim t_1$)、次のサンプリング時点以降は上記式(18)のオブザーバによる追従演算によりロータ角度を検出する。

【0059】

続いて、角度検出部25は、モータ1のロータ2の磁極検出処理を実行する($t_2 \sim t_5$)。該磁極検出処理においては、角度検出部25は、先ずq軸指令電流を第1の磁極検出電流 I_{q_p1} に設定して($I_{q_c} = I_{q_p1}$)、上記式(20)により第1の磁極参考値 A_1 を算出し($t_2 \sim t_3$)、次にq軸指令電流を第2の磁極検出電流 I_{q_p2} に設定して($I_{q_c} = I_{q_p2}$)、上記式(20)により第2の磁極参考値 A_2 を算出する($t_4 \sim t_5$)。

【0060】

そして、角度検出部25は、第1の磁極参考値 A_1 と前記第2の磁極参考値 A_2 の差 ΔA ($\Delta A = A_1 - A_2$)の符号から、ロータ2の磁極の向きを検出して、ロータの初期位置の検出を完了する。なお、ロータ2の磁極の向きは運転開始時に一度検出すればよく、後はロータ角度の推移から0~360度の範囲でロータ角度を検出することができる。

【0061】

また、磁極検出処理に要する時間が長いと、それだけモータ1のトルク制御が開始されるまでの時間が長くなる。そこで、角度検出部25は、図5の(b)に示したように、磁極検出処理の実行時は、第1のPI演算部29及び第2のPI演算部32における積分処理を禁止して比例処理のみを行うようにする。

【0062】

具体的には、図6に示したように、比例係数 K_p の乗算部40と、積分演算部41と、積分係数 K_i の乗算部42と、加算部43とから構成される第1のPI演算部29において、積分処理の禁止を指示するパラメータ I_{n_off} により係数 K_i をゼロとすることにより、比例処理のみを行うようにしている。

【0063】

また、第2のPI演算部32（第1のPI演算部29と同様に構成される）に対しても、角度検出部25は、パラメータ I_{n_off} の設定により、積分処理を禁止して比例制御のみを行なうようとする。

【0064】

なお、積分係数 K_i をゼロにする他、積分演算部41によるデータの累積を禁止して累積値をゼロとすることにより、第1のPI演算部29と第2のPI演算部32における積分処理を禁止して積分処理のみを行うようにしてもよい。

【0065】

ここで、第1のPI演算部29と第2のPI演算部32における積分処理は、モータ1の電機子に流れる電流の変動を抑制して、モータ1の回転時における電流制御の安定性を高めるためのものである。しかし、磁極検出処理の実行時に第1のPI演算部29と第2のPI演算部32により積分処理を行うと、該積分処理は、q軸指令電流として第1の磁極検出電流 I_{q_p1} と第2の磁極検出電流 I_{q_p2} が設定されたときに、q軸電流偏差の増加を抑制するように作用する。

【0066】

そのため、q軸指令電流として第1の磁極検出電流 I_{q_p1} 及び第2の磁極検出電流 I_{q_p2} が設定されてから、モータ1の電機子に実際に第1の磁極検出電流 I_{q_p1} 及び第2の磁極検出電流 I_{q_p2} が流れるまでの遅れ時間が長くなり、磁極検出処理に要する時間が長くなる。

【0067】

そこで、磁極検出処理の実行時に、第1のPI演算部29及び第2のPI演算部32における積分処理を禁止することによって、q軸指令電流として第1の磁

極検出電流 I_{q_p1} 及び第2の磁極検出電流 I_{q_p2} が設定されてから、モータ1の電機子に実際に第1の磁極検出電流 I_{q_p1} 及び第2の磁極検出電流 I_{q_p2} に流れるまでの遅れ時間を短くすることができる。

【0068】

そして、これにより、第1の磁極検出電流 I_{q_p1} に応じた前記第1の磁極参照値 A_1 と第2の磁極検出電流 I_{q_p2} に応じた前記第2の磁極参照値 A_2 の差 ΔA の符号によりロータ2の磁極の向きを検出する磁極検出処理の実行時間 ($t_2 \sim t_5$) を短縮して、運転開始がなされてからトルク出力が開始されるまでに要する時間 ($t_0 \sim t_5$) を短縮することができる。

【0069】

なお、ロータ2の磁極の向きを検出する他の方法として、 q 軸電機子に一方向の磁極検出電流を流し、そのときに上記式(20)により算出される磁極参照値 A を予め定めた閾値と比較することによって、ロータ2の磁極の向きを検出する場合であっても、上述したように第1のPI制御部29及び第2のPI制御部32における積分処理を禁止して比例処理のみを行うことにより、ロータ2の磁極の向きの検出時間を短縮してモータ1のトルク出力開始までに要する時間を短縮することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】DCブラシレスモータの構成図。

【図2】図1に示したDCブラシレスモータの作動を制御するモータコントローラの制御ブロック図。

【図3】ロータの磁極検出処理の説明図。

【図4】ロータの磁極検出処理の説明図。

【図5】ロータの初期位置を検出する手順を示したフロー図。

【図6】PI(比例積分)処理部の構成図。

【符号の説明】

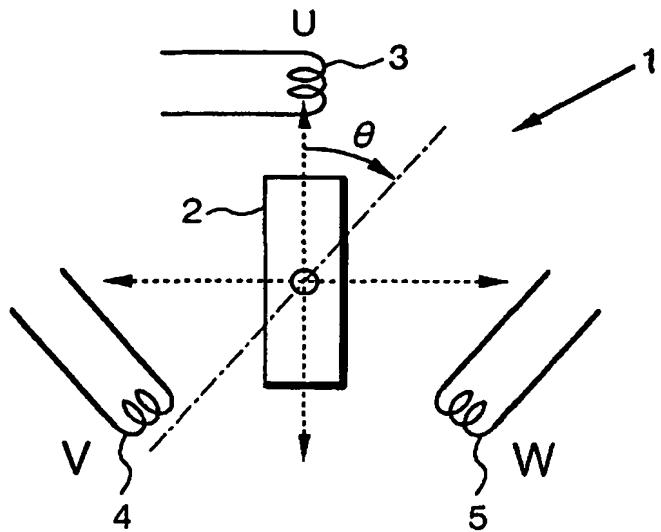
1 … DCブラシレスモータ、2 … ロータ、3 … U相の電機子、4 … V相の電機子、5 … W相の電機子、10 … モータコントローラ、20 … d q / 3相変換部、21 … 高周波重畠部、22 … パワードライブユニット、23 … U相電流センサ、

24…W相電流センサ、25…角度検出部、26…3相／d q 変換部、27…非干渉演算部、29…第1のP I 演算部、32…第2のP I 演算部

【書類名】 図面

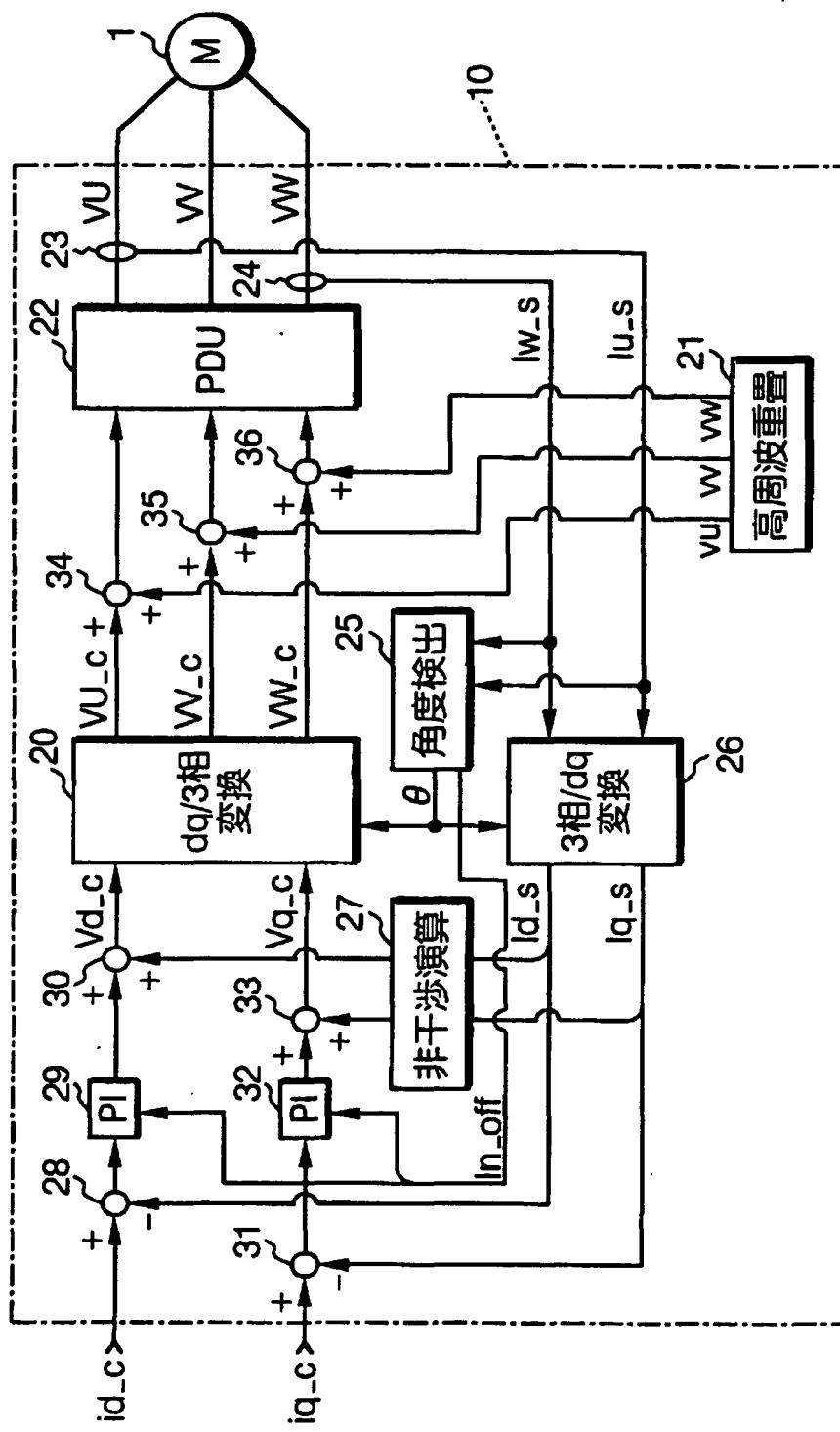
【図1】

FIG. 1



【図2】

FIG. 2



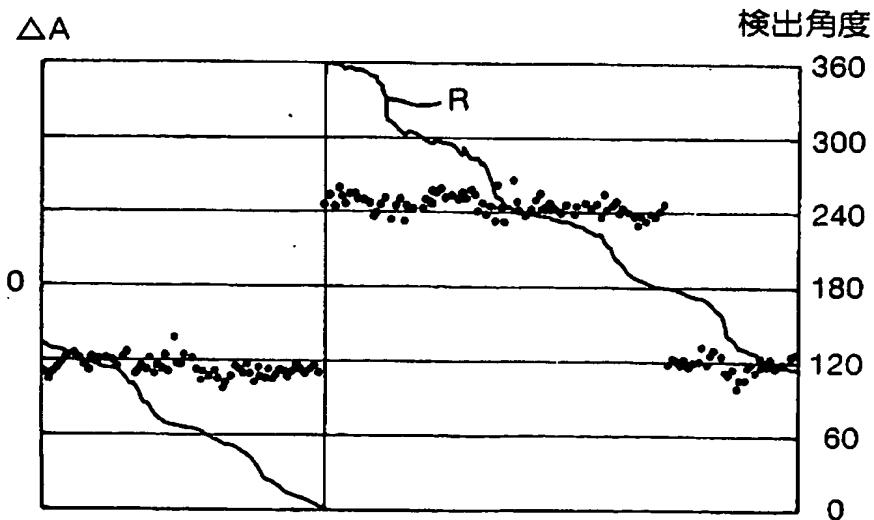
【図3】

FIG. 3

状態	飽和	非飽和
磁束		
q軸電流	正方向	負方向
磁極 参照値	増大	減少

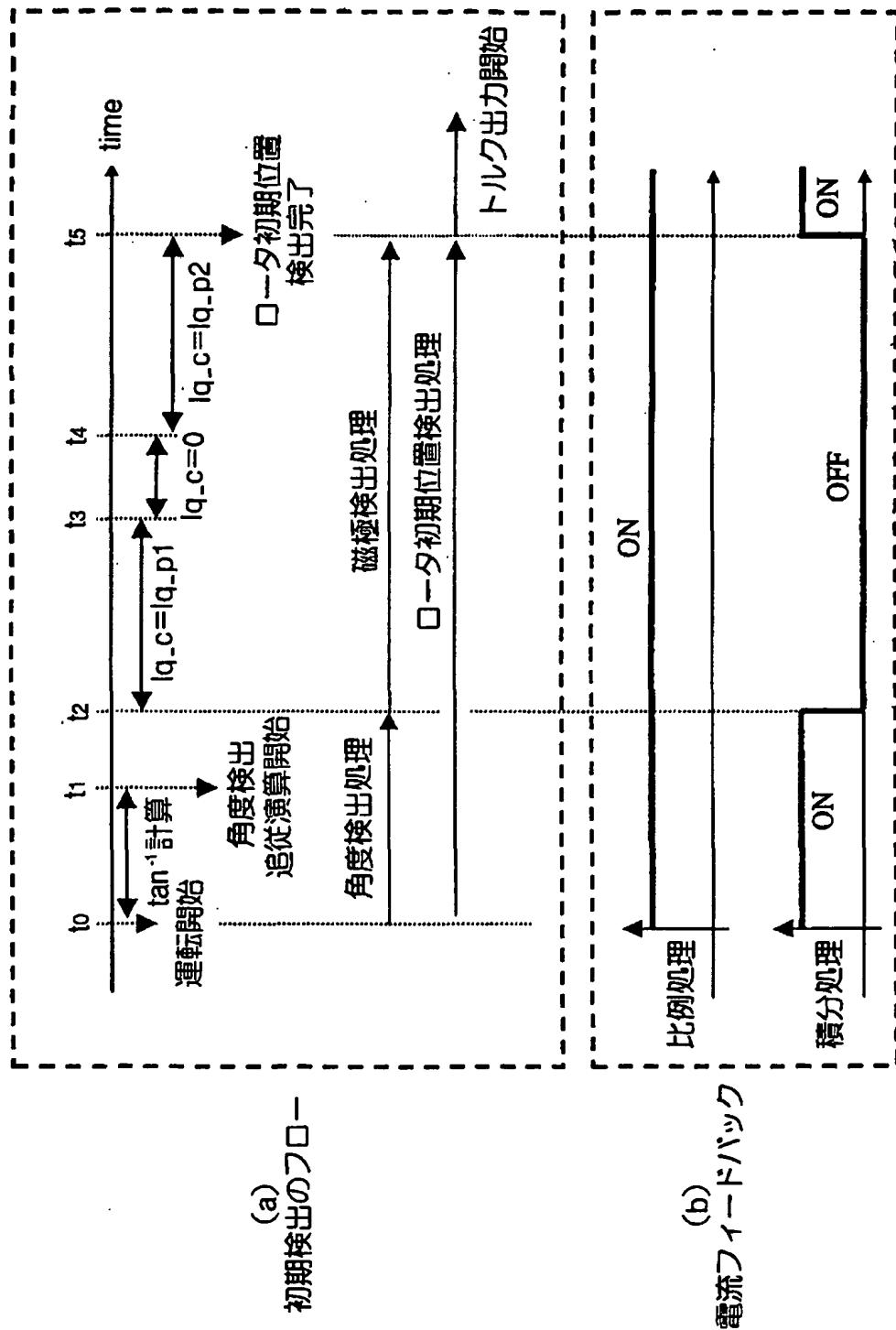
【図4】

FIG.4



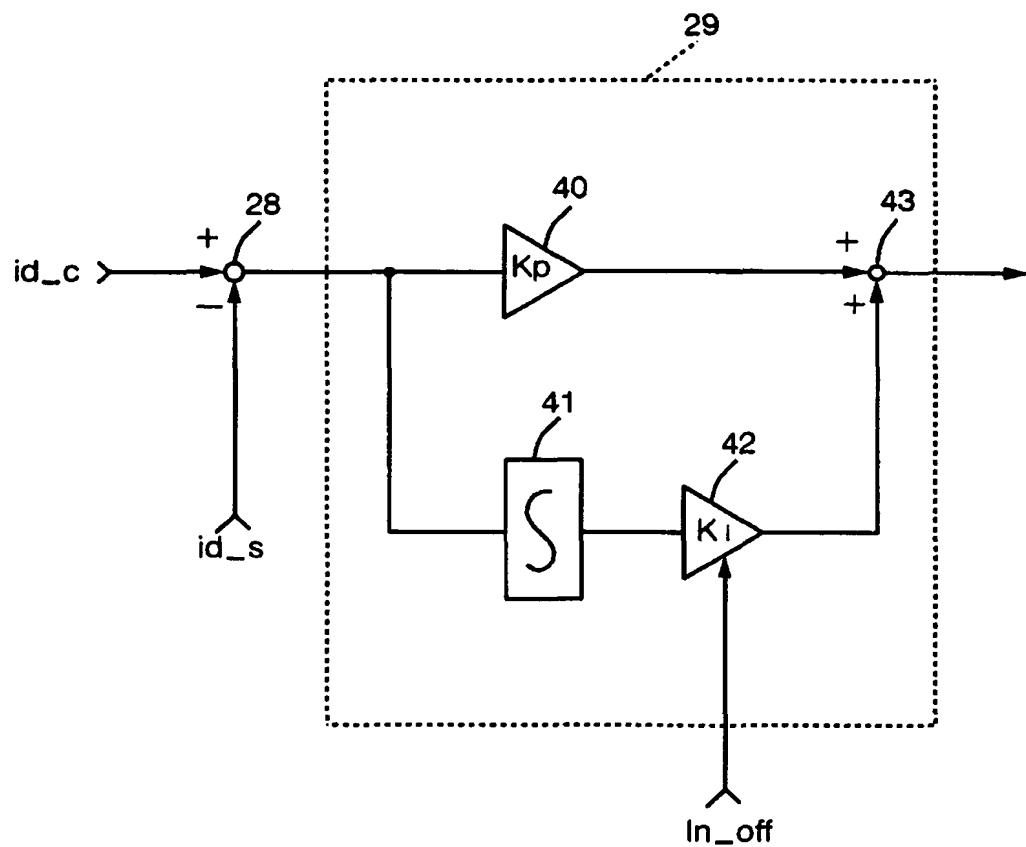
【図5】

FIG. 5



【図6】

FIG.6



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 ロータの磁極の向きの検出時間を短縮することができるDCブラシレスモータの制御装置を提供する。

【解決手段】 角度検出部25は、q軸指令電流を第1の磁極検出電流 I_{q_p1} 及び第2の磁極検出電流に設定して、第1の磁極参照値 A_1 と第2の磁極参照値 A_2 を算出し($t_2 \sim t_3, t_4 \sim t_5$)、 $\Delta A (=A_1 - A_2)$ の符号によりモータ1のロータ2の磁極の向きを検出する磁極検出処理を実行する。角度検出部25は、q軸指令電流とq軸検出電流との差及びd軸指令電流とd軸検出電流との差に対して、磁極検出処理の実行時は比例処理のみを施して電流フィードバック制御における電流偏差を算出し($t_2 \sim t_5$)、磁極検出処理の非実行時には比例処理と積分処理とを施して電流フィードバック制御における電流偏差を算出する($t_0 \sim t_2, t_5 \sim$)。

【選択図】 図5

出願人履歴情報

識別番号 [000005326]

1. 変更年月日 1990年 9月 6日

[変更理由] 新規登録

住 所 東京都港区南青山二丁目1番1号

氏 名 本田技研工業株式会社